

19 RÉPUBLIQUE FRANÇAISE
INSTITUT NATIONAL
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE
PARIS

11 N° de publication :
(à n'utiliser que pour les
commandes de reproduction)

2 743 939

21 N° d'enregistrement national : 89 16262

51 Int Cl⁸ : H 01 Q 3/00, G 06 F 17/16

12

DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

22 Date de dépôt : 08.12.89.

30 Priorité :

43 Date de la mise à disposition du public de la
demande : 25.07.97 Bulletin 97/30.

56 Liste des documents cités dans le rapport de
recherche préliminaire : *Ce dernier n'a pas été
établi à la date de publication de la demande.*

60 Références à d'autres documents nationaux
apparentés :

71 Demandeur(s) : THOMSON CSF SOCIETE
ANONYME — FR.

72 Inventeur(s) : DESODT GUY, MULLER DANIEL et
COURTONNE VERONIQUE.

73 Titulaire(s) :

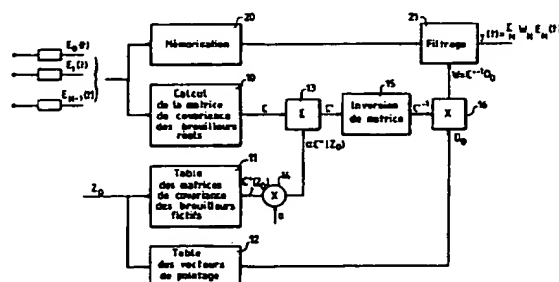
74 Mandataire : THOMSON CSF.

54 PROCEDE ET DISPOSITIF POUR IMPOSER UN DIAGRAMME DE RAYONNEMENT AU REPOS A UN RESEAU
D'ANTENNES DE RECEPTION A FORMATION ADAPTATIVE DE FAISCEAU PAR LE CALCUL.

57 Le procédé consiste à déduire, les coefficients complexes de pondération affectés aux signaux des différentes antennes élémentaires du réseau avant leur sommation pour la formation du signal de réception, du système d'équations linéaires défini par la relation matricielle:

$$\hat{W} = A C^{-1} D_0$$

dans laquelle \hat{W} est une matrice colonne formée des différents coefficients complexes de pondération, A un scalaire quelconque, D_0 une matrice colonne formée des amplitudes complexes observées sur les antennes élémentaires du réseau pour une onde plane incidente provenant de la direction de pointage et C^{-1} la matrice inverse d'une matrice C résultant d'une sommation pondérée de la matrice de covariance des signaux délivrés par les différentes antennes élémentaires du réseau en réponse au bruit réel et d'une matrice de covariance des signaux délivrés par les différentes antennes élémentaires du réseau en réponse à un bruit fictif, non isotrope, déterminée en fonction d'un gabarit imposé au diagramme de rayonnement au repos dans la direction de pointage considérée.



FR 2 743 939 - A1



**PROCEDE ET DISPOSITIF POUR IMPOSER UN
DIAGRAMME DE RAYONNEMENT AU REPOS A UN
RESEAU D'ANTENNES DE RECEPTION
A FORMATION ADAPTATIVE
DE FAISCEAU PAR LE CALCUL**

La présente invention concerne les réseaux d'antennes de réception à formation adaptative du faisceau par le calcul.

La formation de faisceau par le calcul consiste à obtenir le signal de réception du réseau d'antennes par une
5 sommation numérique des signaux reçus par les antennes élémentaires, pondérés par des coefficients complexes de pondération. Elle est adaptative lorsque les coefficients complexes de pondération sont déterminés en fonction de l'environnement du réseau d'antennes de manière à rendre
10 maximum le rapport signal sur bruit dans la direction de pointage. Dans la plupart des cas les coefficients complexes de pondération sont dérivés des coefficients de corrélation mesurés entre les signaux délivrés par les différentes antennes élémentaires du réseau.

15 La solution au problème de la détermination adaptative des coefficients complexes de pondération est connue dans l'art antérieur et décrite notamment dans le livre de S.DRABOWITCH et C.ANCONNA intitulé "Antennes" et paru aux éditions Masson Tome 2 pages 242 à 248. Elle revient à résoudre un système
20 d'équations linéaires défini par la relation matricielle :

$$\hat{W} = AC^{-1} D_0$$

dans laquelle \hat{W} est une matrice colonne formée des différents coefficients complexes de pondération du réseau d'antennes, A un scalaire quelconque, C^{-1} la matrice inverse de la matrice de
25 covariances C des signaux délivrés par les différentes antennes élémentaires du réseau et D_0 une matrice colonne formée des

amplitudes complexes observées sur les antennes élémentaires du réseau pour une onde plane incidente provenant de la direction de pointage.

5 Lorsque le réseau d'antennes n'est soumis à aucun brouillage et ne reçoit qu'un bruit blanc omnidirectionnel formé du bruit thermique terrestre et atmosphérique et des bruits internes des récepteurs disposés derrière chaque antenne élémentaire, cette solution à l'inconvénient d'aboutir à des coefficients de pondération tous identiques en module conduisant
10 généralement à un diagramme de rayonnement à lobes latéraux élevés. C'est le cas notamment pour un réseau d'antennes linéaire à pas constant où l'on obtient un diagramme de rayonnement en $(\sin x)/x$ avec des lobes latéraux à 13 dB environ.

15 La présente invention a pour but de lutter contre cet inconvénient et de permettre l'obtention d'un diagramme de rayonnement à bas niveau de lobes secondaires en l'absence de brouilleurs.

Elle a pour objet un procédé pour imposer un
20 diagramme de rayonnement au repos à un réseau d'antennes à formation adaptative de faisceau par calcul consistant à déterminer les termes de la matrice de covariance C des signaux reçus par les différentes antennes élémentaires du réseau et à déduire les coefficients complexes de pondération affectés aux
25 signaux des différentes antennes élémentaires du réseau avant leur sommation pour la formation du signal de réception, de la solution d'un système d'équations linéaires défini par la relation matricielle :

$$\hat{W} = A C^{-1} D_0$$

30 dans laquelle \hat{W} est une matrice colonne formée des différents coefficients complexes de pondération du réseau d'antenne, A un scalaire quelconque, D_0 une matrice colonne formée des amplitudes complexes observées sur les antennes élémentaires du réseau pour une onde plane incidente provenant de la direction de pointage et C^{-1} la matrice inverse d'une matrice C'

résultant de la somme de la matrice de covariance C des signaux délivrés par les différentes antennes élémentaires du réseau en réponse au bruit réel et d'une matrice de covariance C'' des signaux délivrés par les différentes antennes élémentaires du réseau en réponse à un bruit fictif, non isotrope, déterminée en fonction d'un gabarit imposé au diagramme de rayonnement au repos du réseau d'antennes.

De préférence, la sommation de définition de la matrice C' est une sommation pondérée, les termes de la matrice de covariance C'' des signaux délivrés par les différentes antennes élémentaires en réponse à un bruit fictif étant ajoutés affectés d'un coefficient de pondération aux termes de la matrice de covariance C des signaux délivrés par les différentes antennes élémentaires en réponse au bruit réel. Cette pondération permet d'ajuster les contributions des bruits réel et fictif à la déformation du diagramme résultant et de faire un compromis entre le respect strict du gabarit correspondant au bruit fictif et la rejection stricte des brouilleurs réels.

L'invention a également pour objet un dispositif de mise en oeuvre du procédé précité.

D'autres caractéristiques et avantages de l'invention ressortiront de la description ci-après d'un mode de réalisation donné à titre d'exemple. Cette description sera faite en regard du dessin dans lequel :

- une figure 1 représente schématiquement un réseau d'antennes à formation de faisceau par le calcul ;

- une figure 2 est un diagramme donnant un exemple de répartition angulaire de brouillage et de gain pour le réseau d'antennes de la figure 1 ;

- une figure 3 représente schématiquement les éléments associés à un réseau d'antennes pour le calcul des coefficients de covariance ;

- des figures 4 et 5 représentent des diagrammes de rayonnement de réseau d'antennes à formation adaptative de faisceau par calcul obtenus l'un en l'absence de brouillage,

l'autre en présence de deux brouilleurs ;

- une figure 6 représente un diagramme de rayonnement au repos souhaité pour un réseau d'antennes à formation adaptative de faisceau par calcul ;

5 - une figure 7 illustre une distribution de brouilleurs fictifs permettant d'obtenir le diagramme souhaité au repos de la figure 6 pour un réseau d'antennes à formation adaptative de faisceau par calcul ;

10 - des figures 8 et 9 représentent des diagrammes de rayonnement obtenus en présence de deux brouilleurs pour un réseau d'antennes avec le procédé classique de formation adaptative de faisceau par calcul et avec le procédé selon l'invention ;

15 - une figure 10 représente un schéma synoptique d'un circuit de formation adaptative de faisceau par calcul mettant en oeuvre le procédé selon l'invention et

- une figure 11 représente un schéma synoptique de calcul d'une matrice de covariance de brouilleurs fictifs.

20 La figure 1 représente un réseau linéaire d'antennes de réception A_0, A_1, \dots, A_{N-1} reliées à un circuit sommateur Σ par l'intermédiaire de circuits individuels de pondération P_0, P_1, \dots, P_{N-1} . Ce réseau délivre en sortie du sommateur Σ un signal de réception formé de la somme des signaux reçus par les différentes antennes élémentaires A_0, A_1, \dots, A_{N-1} affectés
25 individuellement de coefficients complexes de pondération W_0, W_1, \dots, W_{N-1} . Le problème résolu par la formation adaptative de faisceau par calcul est la détermination des coefficients complexes de pondération W_0, W_1, \dots, W_{N-1} en fonction des signaux reçus par les différentes antennes élémentaires du
30 réseau pour avoir le meilleur facteur de mérite dans la direction de pointage du réseau repérée par un vecteur unitaire u faisant un angle Θ avec la normale \vec{n} du réseau.

A la figure 2, on a tracé, en fonction d'une variable τ égale au sinus de l'angle Θ , un exemple de répartition angulaire de brouillage $T(\tau)$ et de gain $G(\tau)$

d'un réseau linéaire d'antennes pointé dans la direction τ_0 d'un signal utile éventuel. La répartition angulaire des sources de brouillage $T(\tau)$ présente des maximums aigus dans les directions de brouilleurs localisés et des variations continues dues aux rayonnements naturels : terrestres, atmosphériques, cosmiques et aux bruits thermiques des récepteurs équipant les antennes élémentaires du réseau.

Le facteur de mérite M est le rapport du gain G du réseau d'antennes dans la direction de pointage τ_0 à la somme des bruits $T(\tau)$ provenant des différentes directions de l'espace pondérés par le gain $G(\tau)$ du réseau d'antennes dans les directions correspondantes :

$$M = \frac{G(\tau_0)}{\int_{-1}^{+1} T(\tau) G(\tau) D \tau}$$

Pour appréhender la manière de rendre le facteur de mérite maximum il faut l'exprimer en fonction de quantités directement observables sur le réseau d'antennes c'est à dire des coefficients de corrélation ou covariance C des signaux délivrés par les différentes antennes élémentaires et des coefficients complexes de pondération W .

La figure 3 illustre la manière d'évaluer les covariances. Elle représente le réseau linéaire d'antennes $A_0, \dots, A_n, \dots, A_{n'}, \dots, A_{N-1}$ supposées avoir un pas d'écartement de $\lambda/2$, λ étant la fréquence du signal utile éventuel. Les antennes A_n et $A_{n'}$ sont reliées aux entrées d'un multiplieur complexe dont la sortie est connectée en entrée d'un intégrateur. Le multiplieur complexe effectue le produit hermitien des signaux complexes $E_n(t)$ et $E_{n'}(t)$ captés par les antennes A_n et $A_{n'}$, et l'intégrateur délivre la valeur moyenne du produit hermitien des signaux captés par les antennes A_n et $A_{n'}$ qui constitue le coefficient de covariance $C_{nn'}$:

$$C_{n,n'} = \overline{E_n(t) \cdot E_{n'}^*(t)}$$

Quand les sources de rayonnement externe sont

incohérentes entre elles, la valeur de la covariance ne dépend que de la distance des deux antennes élémentaires considérées de sorte qu'il est habituel de poser :

$$C_{n,n'} = C(n-n') = C_m \text{ avec } m = n-n'$$

5 En outre $C_{n,n'}$ est par définition le complexe conjugué de $C_{n'n}$.

Les différentes covariances peuvent être rangées dans un tableau à N lignes et N colonnes constituant une matrice C hermitique puisque les termes symétriques par rapport à la diagonale principale sont complexes conjugués l'un de l'autre. 10 Cette matrice a de plus tous ses termes situés sur une parallèle à la diagonale principale égaux. Elle est dite de Toeplitz.

On montre, par application du théorème de Van Cittert-Zernicke (Born et Wolf, "Principles of Optics" page 510 15 Pergamon Press) que la répartition angulaire de bruit $T(\tau)$ peut s'exprimer dans le domaine $-1, +1$ en fonction des termes de covariance par la série de Fourier :

$$T(\tau) = \sum_{-\infty}^{+\infty} C_m \exp(-i 2\pi m \tau) \quad (1)$$

20

Le gain du réseau $G(\tau)$ peut s'exprimer en fonction des coefficients complexes de pondération W_l . En effet il peut être considéré comme le carré du module du diagramme en amplitude du réseau convenablement normé :

$$25 \quad G(\tau) = |F(\tau)|^2 \quad (2)$$

ou :

$$F(\tau) = \sum_{n=0}^{N-1} W_n \exp\left(i n \frac{2\pi}{\lambda} a \tau\right)$$

30

a étant le pas du réseau et λ la longueur d'onde du signal utile. En prenant comme précédemment un pas a de réseau égal à $\lambda/2$, il vient :

$$F(\tau) = \sum_{n=0}^{N-1} W_n \exp(i n \pi \tau) \quad (3)$$

ce qui exprime que le diagramme en amplitude est la transformée de Fourier de la distribution des pondérations W_n le long du réseau d'antennes. En définissant la fonction d'autocorrélation de l'illumination :

$$h_k = \sum_{n=0}^{N-1} W_n W_{n-k}^* \quad (4)$$

le gain $G(\tau)$ s'exprime, d'après le théorème de Parseval comme la transformée de Fourier des h_k :

$$G(\tau) = \sum_{k=-N+1}^{N-1} h_k \exp(i k \pi \tau) \quad (5)$$

En appliquant la propriété de conservation du produit scalaire dans la transformée de Fourier et en tenant compte des relations (4) et (5) la somme des bruits $T(\tau)$ provenant des différentes directions de l'espace pondérée par le gain $G(\tau)$ dans les directions correspondantes peut s'écrire :

$$\int T(\tau) G(\tau) d\tau = \sum_{k=-(N-1)}^{N-1} C_k h_k$$

ou encore en tenant compte de la relation (3) et en réarrangeant les sommations

$$\int T(\tau) G(\tau) d\tau = \sum_{n=0}^{N-1} W_n \sum_{m=0}^{N-1} C_{n-m} W_m^* \quad (6)$$

On déduit alors des relations (2), (3) et (6) la valeur du facteur de mérite M en fonction des covariances C et des coefficients de pondération W :

$$M = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} W_n \exp (i n \pi \tau_0)^2}{\quad}$$

$$M = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} W_n \sum_{m=0}^{N-1} C_{n-m} W_m^*}{\quad}$$

ce qui s'écrit encore sous forme matricielle :

$$M = \frac{|\tilde{W} D_0|^2}{\tilde{W} C W} \quad \tilde{W} \text{ matrice adjoint} \quad (7)$$

D_0 étant le vecteur de pointage c'est à dire la matrice colonne des amplitudes complexes observées sur les antennes élémentaires du réseau pour une onde plane provenant de la direction τ_0

$$D_0 = \begin{pmatrix} 1 \\ \vdots \\ \exp (i \pi (N-1) \tau_0) \end{pmatrix}$$

Le problème consistant à rendre le facteur de mérite maximum qui est celui de la formation adaptative de faisceau par calcul revient à rechercher le maximum de la relation matricielle (7). Il correspond à la résolution de l'équation matricielle :

$$\frac{\delta M}{\delta W} = 0$$

qui a pour solution

$$C \hat{W} = A D_0$$

ou A est un scalaire quelconque.

Lorsque la matrice de covariance peut être inversée on obtient la relation matricielle :

$$W = A C^{-1} D_o$$

5 Le scalaire A représente une constante de normalisation qui peut être choisie de différentes manières par exemple

$$A = \frac{1}{D_o^+ C^{-1} D_o}$$

10

(D_o^+ étant le transposé conjugué hermitien du vecteur D_o) assure un gain unitaire dans la direction τ_o .

En l'absence de brouillage, le réseau d'antennes reçoit un bruit blanc uniforme dans toutes les directions formé
15 du bruit thermique terrestre, atmosphérique, cosmique et du bruit interne des récepteurs disposés derrière chaque antenne élémentaire pour lequel la matrice de covariance C se réduit à la matrice diagonale unité à un facteur de pondération près. Il en résulte des coefficients complexes de pondération W égaux en
20 module qui déterminent généralement un diagramme de rayonnement à lobes latéraux élevés.

On se propose d'éviter cet inconvénient en ajoutant lors de la détermination de la matrice de covariance un bruit fictif non isotrope déterminé en fonction d'un gabarit imposé au
25 diagramme d'illumination au repos du réseau d'antenne. Pour ce faire, on remplace dans la relation matricielle :

$$\hat{W} = A C^{-1} D_o$$

permettant de déterminer les coefficients complexes de pondération W conduisant à un facteur de mérite optimum, la
30 matrice C de covariance due au brouillage effectif par une matrice C' constituée de la somme de cette matrice C et d'une matrice $C''(\tau_o)$ de covariance due à un bruit fictif non isotrope. La relation matricielle devient alors :

$$W = A C'^{-1}(\tau_o) D_o \quad \text{avec } C'(\tau_o) = C + C''(\tau_o)$$

L'intérêt de cette méthode apparaît si l'on considère la situation où aucun brouilleur n'est présent. La matrice de covariance C se réduit alors à la matrice diagonale unité et la somme C' à la somme de la matrice de covariance $C''(\tau_0)$ qui
 5 aurait été observée si le réseau d'antennes avait été soumis aux signaux de brouilleurs fictifs correspondants et de la matrice C diagonale.

La figure 4 donne un exemple de diagramme obtenu en l'absence de brouilleurs réels ou fictifs. Il est du type
 10 $\sin x/x$ si le réseau est linéaire à pas constant.

La figure 5 illustre la déformation du diagramme provoquée par la présence de deux brouilleurs dont les directions sont repérées par des flèches.

La figure 6 illustre un diagramme objectif qui
 15 correspond au respect d'un gabarit.

La figure 7 montre une distribution de brouilleurs repérés par des flèches dont les longueurs sont proportionnelles aux amplitudes des signaux des brouilleurs. Cette distribution est celle qui déforme le diagramme initial en le diagramme
 20 objectif. Elle correspond à une certaine matrice de covariance : c'est elle que nous avons noté $C''(\tau_0)$.

Le principe de la méthode consiste à ajouter à la matrice de covariance réellement observée C , la matrice de covariance des brouilleurs fictifs $C''(\tau_0)$ puis à déduire de
 25 cette somme les coefficients de pondération W .
 L'effet produit est donc :

- en l'absence de brouillage, d'imposer un diagramme qui satisfait au gabarit ;
- en présence de brouillage, d'obtenir un diagramme
 30 résultant d'un compromis entre le respect strict du gabarit et la rejection stricte des brouilleurs réels.

Afin de maîtriser le poids relatifs des deux contributions (brouilleurs fictifs, brouilleurs réels), on généralise la méthode par l'emploi d'un coefficient de
 35 poids sous la forme

$$C'(\tau_0) = C + \alpha C''(\tau_0)$$

La valeur du coefficient α est déduite des contextes de mise en oeuvre et résulte d'un compromis entre les objectifs suivants :

- 5 - avoir un diagramme immunisé contre le brouillage ;
 - avoir un lobe principal peu sensible au brouillage
- c'est à dire dont la direction varie peu, même en présence d'un brouilleur proche.

10 Ce dernier point est important si l'on considère la puissance de calcul à mettre en oeuvre. En effet, celle-ci est proportionnelle au nombre de directions à explorer. Pour réduire ce nombre et donc la puissance de calcul nécessaire, tout en garantissant la visibilité sur tout l'espace, il faut qu'à chaque direction visée corresponde un lobe principal assez

15 large, bien positionné, peu déformé par la présence de brouilleurs proches.

La figure 8 représente les diagrammes observés, en traits pleins pour une direction de pointage τ_0 et en pointillés pour une direction de pointage τ_1 avec la méthode classique de détermination des coefficients de pondération qui

20 n'utilise que la matrice de covariance des brouilleurs réellement observés. Les diagrammes sont déformés au point qu'ils ne pointent plus du tout dans la direction souhaitée. Des lobes secondaires peuvent aussi apparaître à des niveaux

25 avoisinant ou même dépassant celui des lobes principaux.

La figure 9 représente les diagrammes observés, en traits pleins pour une direction de pointage τ_0 et en pointillés pour une direction de pointage τ_1 avec la méthode de détermination des coefficients de pondération selon

30 l'invention qui utilise une somme pondérée des matrices de covariance des brouilleurs réellement observés et des brouilleurs fictifs. Les lobes principaux sont nettement moins affectés qu'avec la méthode classique.

Enfin, la méthode selon l'invention est beaucoup plus robuste que la méthode classique vis à vis des dissemblances

entre les voies de réception de chaque antenne élémentaire. En effet, la présence de la matrice de covariance des bruits fictifs $C''(\tau_0)$, d'un poids fort devant l'identité rend la somme $C + \alpha C''(\tau_0)$ moins sensible que le seul terme C à des variations des coefficients de C .

En particulier, la méthode selon l'invention est peu sensible ;

- à la position précise des antennes élémentaires ;
- aux différences des fonctions de transfert des filtres des différents récepteurs ;
- aux jitters d'échantillonnage ;
- à la puissance du bruit thermique.

Pour obtenir la matrice de covariance des bruits fictifs $C''(\tau_0)$ à partir d'un gabarit objectif, on procède de la manière suivante.

Dans un premier temps, on synthétise un vecteur de pondération W_0 qui corresponde à un diagramme satisfaisant le gabarit objectif. La méthode de synthèse est indifférente. On peut, par exemple, utiliser l'algorithme de Mac Clellan décrit notamment dans le livre de L.R. Rabiner et B. Gold "Theory and application of digital signal processing" Prentice Hall part III pages 136 à 140.

Connaissant le vecteur de pondération W_0 et le vecteur de pointage D_0 la matrice $C''(\tau_0)$ est telle que le vecteur de pondération W_0 soit solution du système :

$$\begin{cases} \min W^+ C''(\tau_0) W + (\text{transposé conjugué}) \\ W^+ D_0 = 1 \end{cases}$$

ce qui est équivalent à

$$\begin{cases} C''(\tau_0) W_0 = D_0 \\ W_0 \text{ normé} \end{cases}$$

En décomposant $C''(\tau_0)$ sous la forme d'une somme de produits externes de vecteurs $\sum_1 \lambda_i v_i v_i^+$ on en déduit une construction possible. v_1 et v_2 sont des vecteurs orthonormés de l'espace vectoriel engendré par W_0 et D_0 décrit par :

$$W'o = W_o \cdot \frac{W_o + D_o}{|W_o + D_o|}$$

$$u_1 = (W'o + D_o) \text{ normé}$$

$$u_2 = (W'o - D_o) \text{ normé}$$

$$5 \quad v_1 = (u_1 - u_2) \text{ normé}$$

$$v_2 = (u_1 + u_2) \text{ normé}$$

$$10 \quad \lambda_1 = \frac{v_1 + D_o}{v_1 + W'o}$$

$$\lambda_2 = \frac{v_2 + D_o}{v_2 + W'o}$$

15 Les N-2 autres vecteurs v_i propres sont obtenus par un procédé d'orthogonalisation (Gram-Schmidt par exemple). Pour que le produit des λ_i fasse 1 on peut choisir par exemple $\lambda_i = 1$ pour i appartenant à $[3, N]$ sachant que $\lambda_1 \cdot \lambda_2 = 1$.

20 Le calcul des matrices $C^H(\tau_o)$ de covariance de brouilleurs fictifs est fait une fois pour toutes, pour l'ensemble des directions de pointage et mémorisé. Au cours de l'application de la méthode, seule la matrice de covariance C des brouilleurs réels doit être estimée en temps réel, à partir
25 des signaux reçus par les N antennes élémentaires.

La figure 10 représente un schéma synoptique d'un circuit de formation adaptative de faisceau par le calcul mettant en oeuvre la méthode de détermination de coefficients de pondération qui vient d'être décrite. Ce circuit reçoit
30 l'ensemble des signaux élémentaires $E_o(t), \dots, E_{N-1}(t)$ issus des récepteurs 2 associés aux antennes élémentaires 1 du réseau et une direction de pointage de consigne τ_o . Il comporte deux voies parallèles de traitement, l'une de calcul des coefficients complexes de pondération de formation adaptative de faisceau

l'autre de mise en oeuvre de ces coefficients complexes de pondération sur les signaux de réception.

La voie de calcul des coefficients complexes de pondération W_n de formation adaptative de faisceau comporte un circuit 10 de calcul de la matrice de covariance des brouilleurs réels qui opère à partir des signaux de réception $E_o(t)$, .. $E_{n-1}(t)$ délivrés par les récepteurs 2 associés aux antennes élémentaires 1 du réseau, ainsi qu'une table 11 des matrices de covariance des brouilleurs fictifs déterminées pour les différentes directions possibles de pointage et une table 12 des vecteurs de pointage D_o des différentes directions possibles de pointage, ces tables 11 et 12 étant l'une et l'autre adressées par la direction de pointage de consigne τo . Le circuit 10 de calcul de la matrice de covariance des brouilleurs réels est connecté en sortie à l'une des entrées d'un circuit 13 de sommation de matrices dont l'autre entrée est connectée à la sortie de la table 11 des matrices de covariance des brouilleurs fictifs par l'intermédiaire d'un multiplieur 14 introduisant un coefficient de pondération α . Ce circuit 13 de sommation de matrices effectue une sommation pondérée des matrices de covariance de brouilleurs réels et fictifs. Il est suivi d'un circuit 15 d'inversion de matrice et d'un circuit 16 de multiplication de matrices qui effectue le produit de la matrice inverse obtenue C'^{-1} par le vecteur de pointage D_o tiré de la table 12 de vecteurs de pointage adressée par la direction de pointage de consigne τo afin de délivrer les valeurs des coefficients de pondération de formation adaptative de faisceau sous la forme des composants du vecteur $C'^{-1} D_o$.

La voie de mise en oeuvre des coefficients complexes de pondération comprend un circuit de mémorisation 20 qui mémorise les signaux de réception $E_o(t)$, ... $E_{n-1}(t)$ le temps de calcul des coefficients complexes de pondération W_o , ... W_{n-1} , et un circuit de filtrage 21 qui effectue la combinaison linéaire des signaux de réception $E_o(t)$, ... $E_{n-1}(t)$ par les coefficients complexes de pondération W_o , ... W_{n-1} disponibles en sortie du

circuit 16 de multiplication de matrice pour engendrer le signal de formation de voie :

$$y(t) = \sum_n W_n E_n(t)$$

La figure 11 représente le schéma synoptique de calcul d'une matrice de covariance des brouilleurs fictifs pour une direction de pointage de consigne τ_0 . Celui-ci comporte en entrée une table 30 de vecteurs de pointage D_0 pour les différentes directions possibles de pointage adressée par la direction de pointage τ_0 et un circuit 31 de mise en oeuvre d'un algorithme (de Mac Clellan par exemple) synthétisant un vecteur de coefficient de pondération W_0 correspondant à un diagramme satisfaisant un gabarit objectif choisi à priori. Cette table 30 et ce circuit 31 sont suivis d'un circuit 32 de calcul de deux premiers vecteurs propres V_1, V_2 et des valeurs propres λ_1, λ_2 associées d'une base orthonormée de l'espace vectoriel engendré par W_0 et D_0 puis d'un circuit 33 de calcul des $N-2$ autres vecteurs propres de la base (par le procédé d'orthogonalisation de Gram Schmidt par exemple) et d'un circuit 34 de construction de matrice à partir de la décomposition de forme $\sum \lambda_i v_i v_i^+$.

Le procédé, qui vient d'être décrit, pour imposer un diagramme de rayonnement au repos à un réseau d'antennes de réception de formation adaptative de faisceau par calcul peut s'appliquer à des domaines très divers notamment, en radar actif ou passif, en radar secondaire, en sonar actif ou passif, en acoustique aérienne et en télécommunication. En outre il peut être étendu aux cas de vecteurs de pondération complexes dépendant de la fréquence : mélanges convolutifs, retards purs, etc...

R E V E N D I C A T I O N S

1. Procédé pour imposer un diagramme de rayonnement au repos à un réseau d'antennes à formation adaptative de faisceau par calcul caractérisé en ce qu'il consiste à déterminer les termes de la matrice de covariance C des signaux reçus par les différentes antennes élémentaires du réseau et à déduire les coefficients complexes de pondération affectés aux signaux des différentes antennes élémentaires du réseau avant leur sommation pour la formation du signal de réception, du système d'équations linéaires défini par la relation matricielle:

$$\hat{W} = A C'^{-1} D_0$$

dans laquelle \hat{W} est une matrice colonne formée des différents coefficients complexes de pondération du réseau d'antennes, A un scalaire quelconque, D_0 une matrice colonne formée des amplitudes complexes observées sur les antennes élémentaires du réseau pour une onde plane incidente provenant de la direction de pointage et C'^{-1} la matrice inverse d'une matrice C' résultant d'une sommation de la matrice de covariance des signaux délivrés par les différentes antennes élémentaires du réseau en réponse au bruit réel et d'une matrice de covariance C'' des signaux délivrés par les différentes antennes élémentaires du réseau en réponse à un bruit fictif non isotrope, déterminée en fonction d'un gabarit imposé au diagramme de rayonnement au repos dans la direction de pointage considérée.

2. Procédé selon la revendication 1 caractérisé en ce que la sommation de définition de la matrice C' est une sommation pondérée, les termes de la matrice de covariance C'' des signaux délivrés par les différentes antennes du réseau en réponse à un bruit fictif étant ajoutés affectés d'un coefficient de pondération à ceux de la matrice de covariance C des signaux délivrés par les différentes antennes du réseau en réponse au bruit réel.

3. Dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon

- une mémoire (20) pour stocker les signaux reçus des antennes élémentaires du réseau ;

- des moyens de synthèse des coefficients de pondération comprenant une table (11) des matrices de covariance des brouilleurs fictifs déterminées pour les
5 différentes directions possibles de pointage, une table (12) de vecteurs de pointage des différentes directions possibles de pointage, lesdites tables (11, 12) étant adressées l'une et l'autre par une direction de pointage de consigne, un opérateur
10 (10) de calcul de matrice de covariance opérant à partir des signaux reçus par les antennes élémentaires, un sommateur de matrices (13) à deux entrées recevant sur l'une les termes d'une matrice de covariance délivrés par l'opérateur (10) de calcul de matrice de covariance et sur l'autre les termes pondérés d'une
15 matrice de covariance de brouilleurs fictifs délivrés par la table (11) des matrices de covariance de brouilleurs fictifs par l'intermédiaire d'un multiplieur (14) introduisant une pondération, un opérateur d'inversion de matrice (15) opérant sur la somme de matrices délivrée par le sommateur de matrices
20 (13) et un opérateur multiplieur de matrices (16) effectuant le produit de la matrice inverse délivrée par l'opérateur d'inversion de matrice (15) par le vecteur de pointage délivré par la table des vecteurs de pointage (12) afin d'engendrer des coefficients de pondération et
25 - des moyens de filtrage appliquant les coefficients de pondération délivrés par les moyens de synthèse aux signaux reçus mémorisés le temps de la synthèse.

1/6

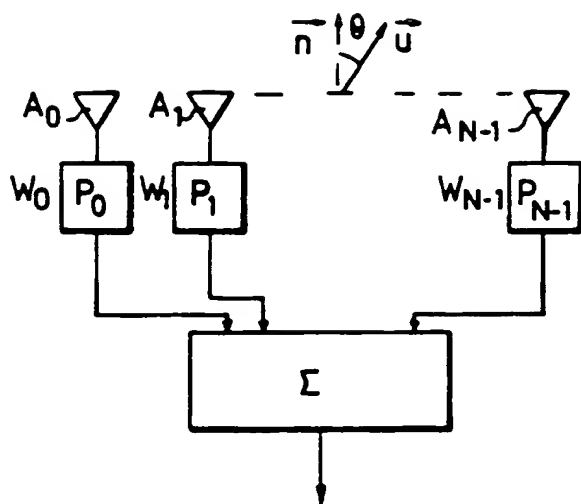


FIG. 1

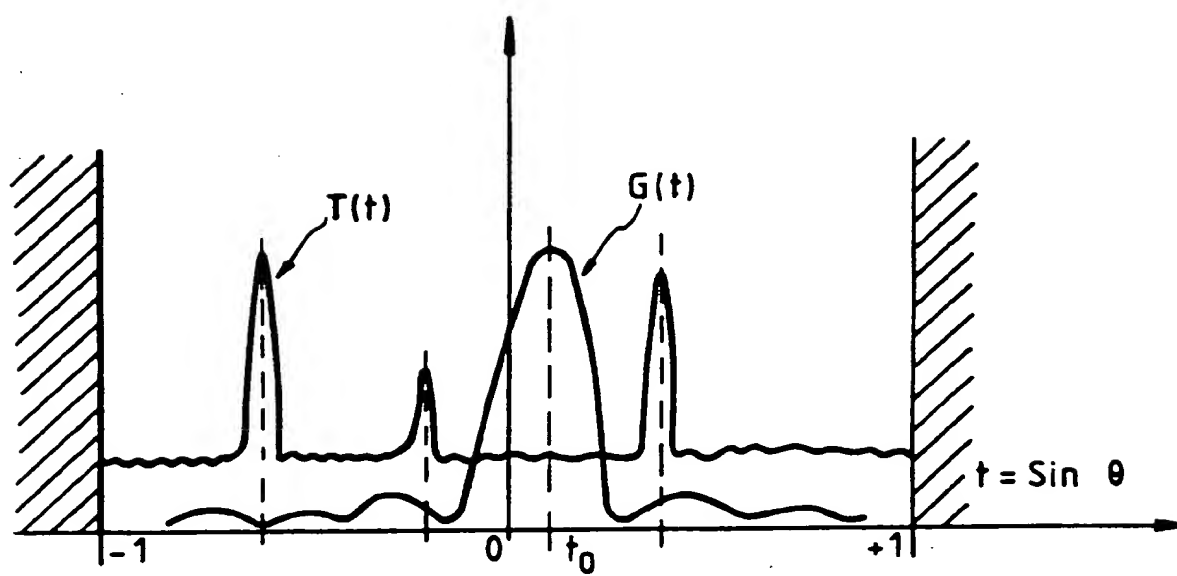


FIG. 2

2/6

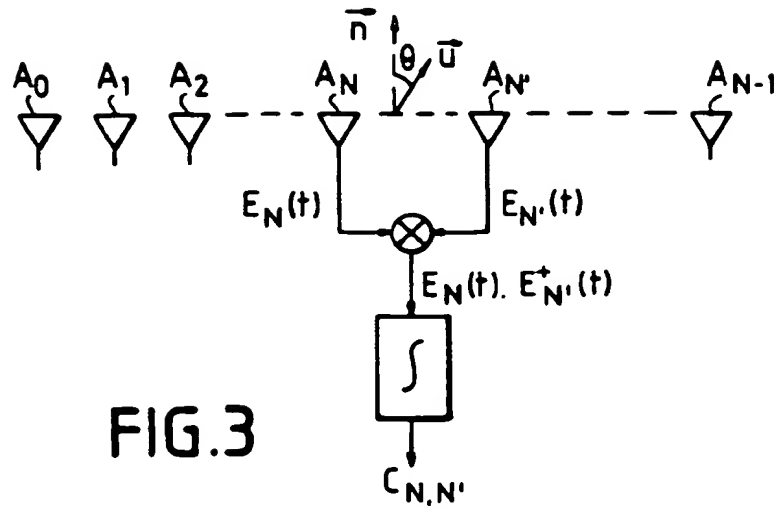


FIG. 3

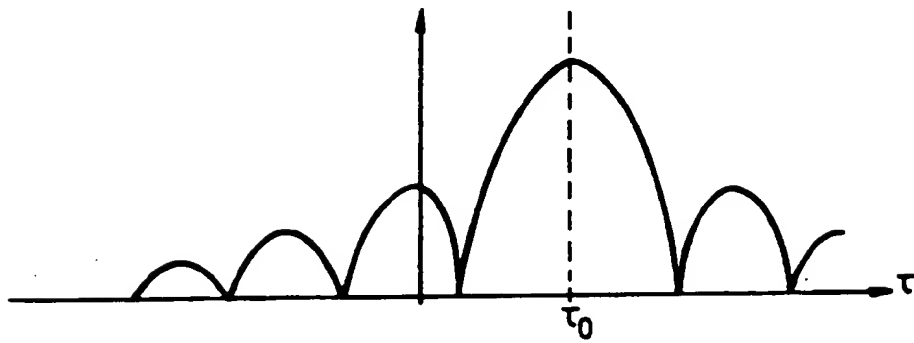


FIG. 4

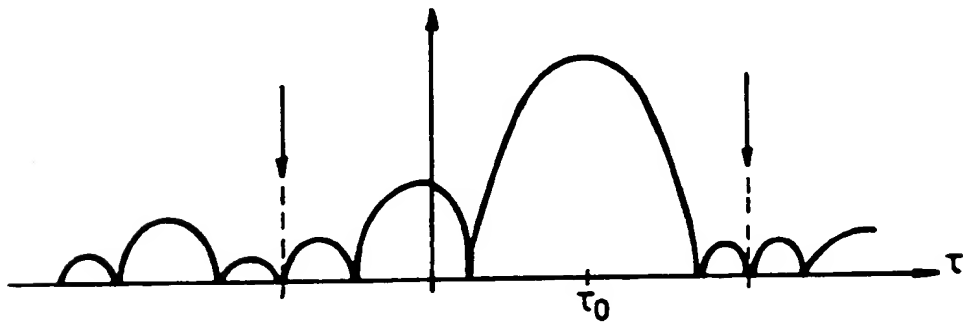


FIG. 5

3/6

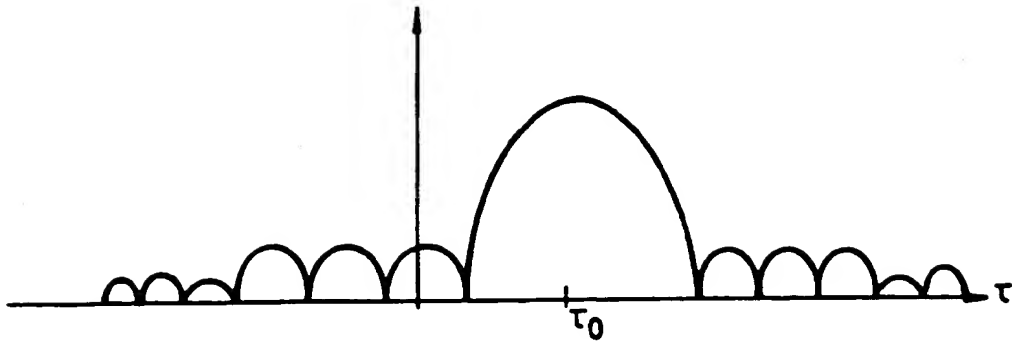


FIG. 6

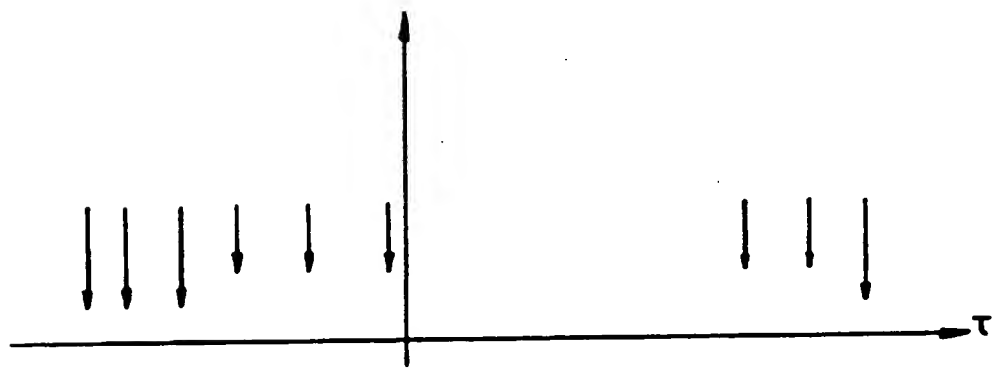


FIG. 7

4/6

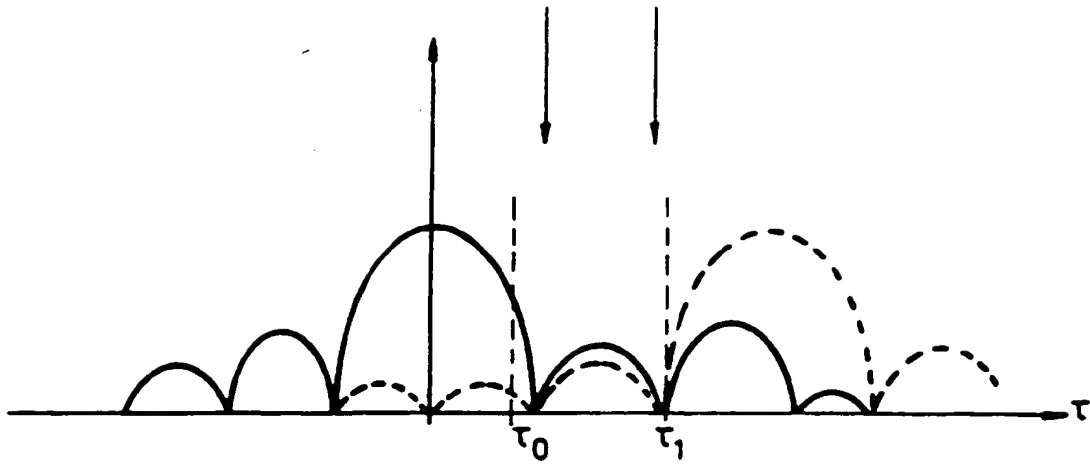


FIG. 8

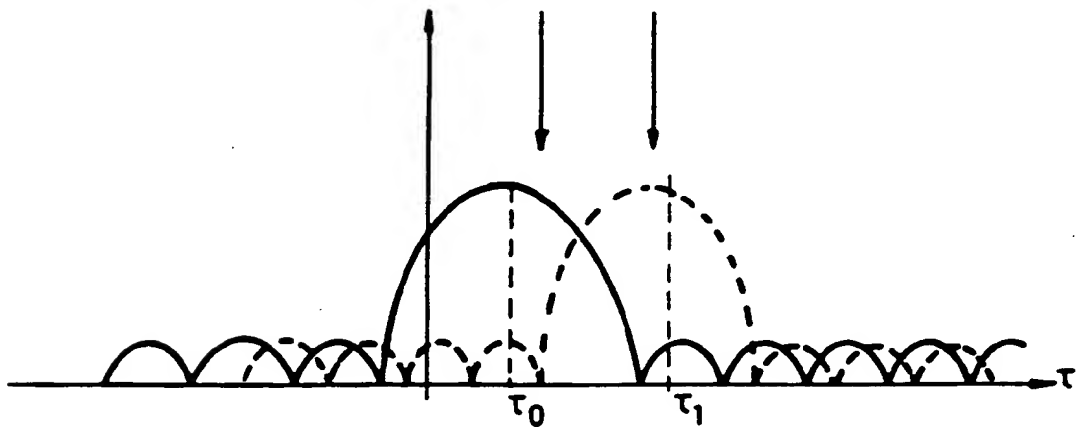


FIG. 9

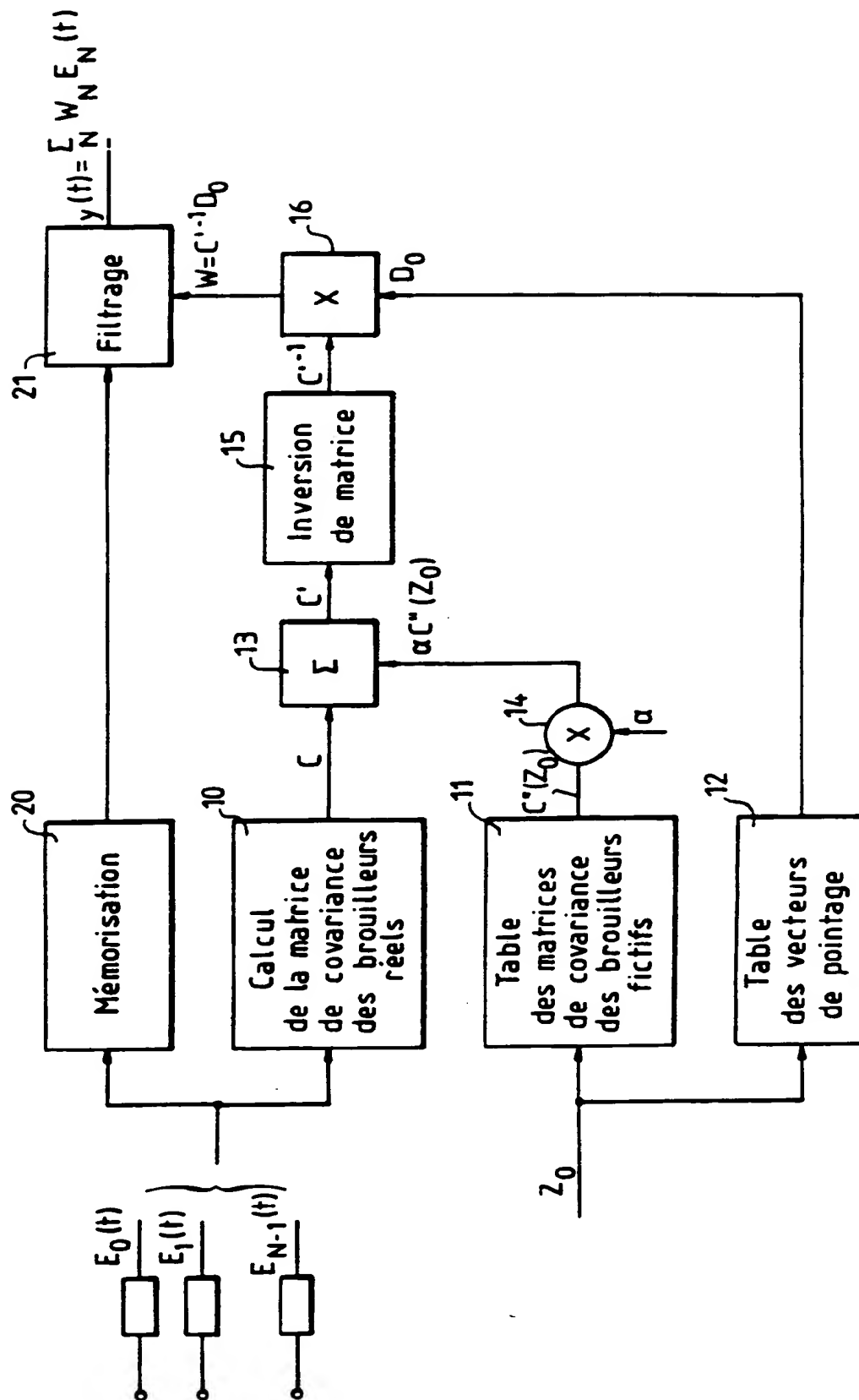


FIG. 10

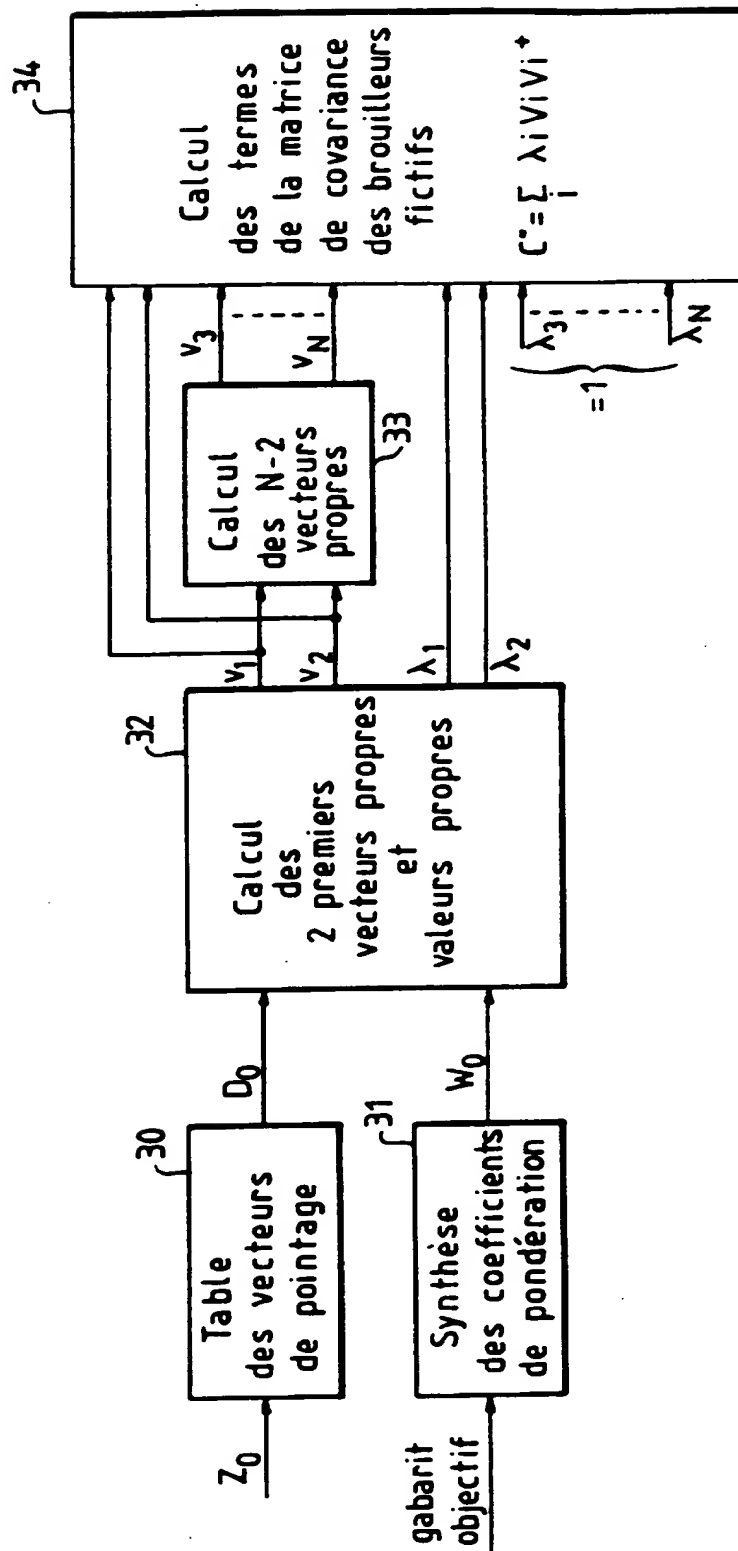


FIG. 11